This Page Is Inserted by IFW Operations and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning documents will not correct images, please do not report the images to the Image Problem Mailbox.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number:

11-163822

(43) Date of publication of application: 18.06.1999

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

(21)Application number: 09-324926

(71)Applicant: JISEDAI DIGITAL TELEVISION

HOSO SYSTEM KENKYUSHO

HITACHI LTD

(22)Date of filing:

26.11.1997

(72)Inventor: YAMAMOTO AKIO

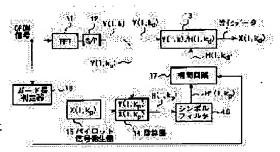
OKUBO TAKASHI NOGAMI HIROSHI

SHIROSUGI TAKATOSHI

(54) OFDM RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an OFDM receiver that suppresses a noise component to enhance the S/I even in the case that a digital filter such as an FIR filter is employed for the interpolation system. SOLUTION: A guard period discrimination device 18 discriminates a guard period of a received signal and selects a band width of an FIR filter provided to an interpolation circuit 17 based on the discrimination result so as to set an optimum band width to the guard period. Thus, an estimate transmission line response is optimized thereby suppressing a noise component through a complex division of the received data signal at a complex divider 13 and enhancing the S/I.



This Page Blank (uspt

(22) (19) 日本国格許庁 (JP)

概(4) ধ 盐 华 噩 4

(11)特許出層公開每号

特開平11-163822

《42)公開日 平成11年(1999)6月18日

H04J 11/00 (51) Int.Cl.

H04J 11/00

(全 18 頁) 製状版の数6 01

ョン板送

(21) 田田寺中	特顧平9-324926	(71) 出題人 395017298	395017298
			株式会社次世代デジタルテレビジ
(22) (平成9年(1997)11月26日		システム研究所
			東京都港区赤坂6丁目2番8号
		(71) 出版人 000005108	000005108
			株式会社日立製作所
			東京都千代田区神田駿河台四丁目
		(72) 発明者	山本昭夫
			東京都港区赤坂5丁目2番8号
			次世代デジタルテレビジョン放送
			研究所内
		(74)代理人	(74)代理人 弁理士 静江 武彦 (外5名)
			最終

(54) [発明の名称] OFDM用数倍装置

ため、母音電力も大きく、8/1が劣化するという課題 【欺凶】 伝送路応答を推定する補間回路にFIRフィ ルタを用いた場合、その苗板幅を扱わ点く投店しておく

送路応答を最適化し、これによって推案除算器 1 3 にお 【解決手段】 受信信号のガード期間以をガード期間判 ガード期間長に最適な帯域幅を設定することで、推定債 ける受信データ信号との複素除算により維育成分を担任 近路18で判近し、その世紀辞界に基づいて、推貫回路1 7 に設けられるFIRシィルタの粧板塩か切り核えた、 し、8/1を向上させる。

3°. ₹ 1,k)A(1,k3) 3

[本学は大の包囲]

在交周波数分割多重)受債信号からデータ信号と共にパ ガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する〇 【請求項1】 振幅、位担が既知のパイロット信号が周 故数軸上にほぼ等間隔で配置され、子の既如の複数桶の F DM (Orthogonal Frequency Division Multiplex : イロット信号を復闢する復職手段と、

簡配OFDM受信信号のガード期間及を判定するガード この手段で復歴されたパイロット信号を用いて前記受信 信号から復興されたデータ信号の伝送路応答を補助して 周波数輪上の等化を行う等化手段と、

この手段の単語結果に応じて近路等化手段の補間帯域補 を変える帯域幅制御手段とを具備したことを特徴とする OF DM用受信装置。

期間受料定手段と、

[静水爪2] 高記等化手段には、sincB数形のインパ ルス応答を持つFIRフィルタを使用し、直記ガード期 **制設判定手段で判定されるガード期間及に応じて追訟庁** I Rフォルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可 質制御することを特徴とする加水項1項記載のOFDM H受信装置。

数数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種の ガード期間以のうちのいずれかのガード期間を右するO 【請求項3】 類幅、位相が既知のパイロット信号が周 FDM受情信号からデータ信号と共にパイロット信号を 复盟とする復闘手段と

システム

耳に放く

株式会社

6 串岩

信号から復開されたデータ信号の伝送路応答を2値デジ タル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う この手段で崔麒されたパイロット信号を用いて前記受信 等化手段とを見聞し、

前記等化手段が、周波数軸上で降あった第1及び第2の 答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて幕形補間値 算またはステップ補間演算を行った結果を第3の伝送路 応答とし、少なくとも第3の伝送路応答を用いて周波数 **藩士で媒合った第1及び第2のパイロット信号間の政信** データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とする〇 パイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応 FDM用受信装置。

【翻米項4】 「版幅、位相が既知のパイロット信号が周 波数楠上にほぼ専門隔で配置され、予め既知の複数種の ガード期間及のうちのいずれかのガード期間を行するの FDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を 質問とする質問手段と、 この手段で復腐されたパイロット信号を用いて前配受信 消号から復腐されたデータ信号の伝送路応答を2億デジ タル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う 等化手段とを具備し、 前配等化手段が、周波数軸上で隣あった第1及び第2の パイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応 答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演

路応答とし、第2及び第3の伝送路応答を用いて線形補 送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用 いて国波数権上で降合った第1及び第2のパイロット信 間演算またはステップ補間演算を行った結果を第5の伝 号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特 算またはステップ補間演算を行った結果を第3の伝送路 **応答とし、第1及び第3の伝送路応答が用いて縁形注**題 資算またはステップ補間資算を行った結果を第4の伝送 做とするOF DM用受信技順。

を用いることを特徴とする語水項3、4項温載のOFD 【翻水項5】 前記等化手段は、線形補間資算またはス アップ補間演算における乗算の演算にピットシフト演算 M用受信数量。 【類求項6】 - 前記等化手段は、前記パイロット信号の 配数位置が時間が回に返回位にずれているとき、一通年 の全てのパイロット(19を用いて油煎処里を行うことを 特徴とする胡水頂1,3.4のいずれか温報のOFDM 用交信数据。

[発明の詳細な説明]

[1000]

【発明の属する技術分野】本発明は、OFDM(直交分 **對多電方式 Orthogonal Frequency Division Multiple** x) 信号のデジタル変数された信号を受信するOFDM 用受信装置に関する。

[0000]

【従来の技術】地上デジタル放送ガポとして、OFDM このOFDMガ式は、Iデャンネルの帯域内に多数のサ プキャリアを多重伝送する(欧州DVB エシステムで (1) : ERUVETSI J TC : Digital Broadrasting system for television, s coding modulation for digital terrestrial televis Bーエシステムでは、サブキャリアの中に損悩、位相が 現知のパイロット信号を含めた伝送している。したがら て、受信器においてこのパイロット信号を用いて伝送路 **広答を推定することが可能であり、既にこのパイロット** いる。この手法の機略について図17を参照して説明す (西交周波数分割多点方式 Orthogonal Frequency Divi ion, ETS 300 744, War. 1996) ガスである。このDV 信号を用いた周波な領域における等化手法が提案されて ound and data services; Framing structure, channel sion Miltiplex)方式が软机、同外で像割されている。 は2Kモードで1705本、文献

【0003】いま、図17(a)に示すように、送信所 等を含めて複数の波が受信された場合、いわゆるマルチ パス妨害が発生する。そこで、受信器Bでは、アンテナ ロット信号に基づいて伝送路応答を推定する。等化回路 B2 では、受信信号いを推定回路B3 で得られた伝送路 B1 の受償信号とを等化回路B2 及び推定回路B3 に人 Aから受信器Bに直造版(希望版)、反射版(超極散) カする。推定回路B3では、受信信号とに合まれるパイ

特別平11 163822

延時間がガード期間以内であれば、希望波に重要れる 単語液成分は希観波の有効シンボル期間を時間方向に巡 からなり、ガード期間には有効シンボル期間の末尾が摸 **与される。したがって、同凶に示すように、堪延波の連** め、受信信号を推定伝送路応答で原籍する簡単な周波数 国的にずらした政分となり、シンボル西上澤(1.8.1。 [0004] すなわち、OFDNば号は、図17 (b) 4.冷すように、ガード期間下8 と有効シンボル期間下0 inter symbol interference)は発生ない。このた 領域での等化が可能となる。

イセット信号を挿入することにより、受信器側では伝送 路応答の推定が可能となり、推定した伝送路応答の運数 を受信信号に乗算することで、周波故領域における等化 受信信号は図17 (c) に示すような凹凸のある周波数 **辞焦しなる。そこで、近江町において国波牧権方向によ** 【0005】ところが、マルチパス妨害が生じた場合、

ット (continual pilot :以下、CP)と、伝送シンボ パイロット信号を含めることが規格化されている。その パイロット信号には、伝送シンボルによらず同一周波数 のサブキャリアで伝送されるコンティニュアル・パイロ アッタード・パイロット (scattered pilot :以下、S [0006] 校州DVB-TシステムにおけるOFDM 信むシォーシットでは、複雑版権X(1. kn)を持つ ル毎に異なった周波数のサブキャリアで伝送されるスキ P) がある。

P. SPの周波女方向及び時間方向における配限例を示 ‡。同図において、白丸印はシンボルゲータ、適掛け丸 **牟はCP、無丸利はSPを示している。SPは、図に示** るように巡回的に配置されている(度し、1 はOFDM [0007] 図18に上記欧州DVB Tシステム等に 4). p – 0, …, 1 4 2 のキャリア周波数に伝送され ており、ユシンポル後に同一のサブキャリア周波数とな すように、12本年のkp = 12p + 3* (1mod おけるOFDM信号!フレーム中のパイロット信号C ツンボタ時刻いもろ)。

(1. kp) = Y (1. kp) / X (1. kp) と権心 [0008] したがって、パイロット国演数kp におい できる。このパイロットは号の伝送路応答からデータは は、正記した補間により得られた伝送路応答目(1. k n)を用いてY (1, kd) /11 (1, kd)を計算 号の伝送路応答を補間し、受信データン(1. kd) では、受信信号Y(1. kp)から伝送路応答がII L. 写化後のデータN (1. kd)を待る。

ボルのパイロット信号を用いるかについて以下の2つめ 【0009】 ここだ、女にツンボルーのゲーク信号 kd の周波数応答11(1、kd)を推定する時に、どのシン 方法が考えられる。第1は、受信したシンボルーのパイ

ロット信号の伝送路応答日(1, kp)のみを用いる方 法であり、第2は他のシンボルで伝送されたパイロット 自号の伝送路応答も使用する方法である。

持すると、サブキャリア3本毎に1本のパイロット併号 [0010] 第1の方法は、受信シンボル毎に伝送路応 客の推定を行うため、時間的に変化する伝送路に適した が法と哲える(以下、方式1)。これに対し、第2の方 位は、複数シンボルに減ったパイロット信号の伝送路応 答を用いるため、時間的に変化する伝送路には適さない が割り与えられるため、周波数軸上での伝送路応答推定 の格度を上げることができ、及い遅延時間のマルチパス が、例えば、図18の配置で、4シンボル分のパイロッ kp), 11 (1-2, kp), 11 (1-3, kp) を保 ト(1号の伝送路応答日(1, kp)、H (1 – 1,

kd)を油間する油間方法として、(1)sinc関数形の (1, kp)を用いてデータ信号の伝送路応答H(1, [0011] 一方、パイロット信号の伝送路応答H インパルス応答を持つFIRフィルタを用いた補間、 **妨害に強いという特徴を持つ(以下、方式2)。**

(2) メテップ 権西、(3) 橡形油面が越紫されてい

[0012] (1) に用いられるFIRフィルタは、図 各連延路D1~Dn の入出力タップ0~Ntap -1の川 カをそれぞれ乗算器MI~Mn に入力して別途乗算器M 1~Min に入力される係数データ列と乗算した後、各乗 算器M1~Mnの乗算結果を加算器ADDで加算するこ 19 (a) に示すように、多段接続された選延器D1~ とで、入力データ信号と係数データ列とを畳み込み演算 Dn に対して受信データ信号H (1, kp)を入力し、 する構成となっている。

[0013] この構成において、係数列としてsinc関数 を与えることにより、フィルタの避妊プロファイルは図 19 (b) に示すようになり (図中 td は妨害被の遅延 時間、1c はフィルタにより妨害波成分を抑圧可能な最 大連延時間)、ほぼ確実にパイロット信号の伝送路応答 複数シンボルのパイロット信号を用いて補間する場合も [0014] 短、図18 (a) の気は、政府ツンボタゼ のパイロットを用いて補助する例であるが、先に述べた あのインベチス巧ねかなしhr (n) +j・hi (n) からデータ信号の伝送路応答を補間することができる。 何様の手法となる。

[0015] ここで、上記FIRフィルタは、sinc関数 股にはFIRフィルタの帯域幅をエロ/4に数定してお けば、どのガード期間以内の避陥時間の遅延波に対して 形のインバルス応答を保数として持ち、この係数値で格 8、1/16、1/32の4海りが用点されており、一 城幅を変えることが可能である。DVB-T仕様では、 ガード基底Tg に在巻シンボル越越Tn の1 /4、1 / 【0016】(2)のステップ盗話では、FI(1. も伝送路応答を補助することが可能である。

kd) = H (1, kp), kd = kp - 6 ~ kp + 5 Ł 2) -H(1, kp) / /12として、図19(c)中 Bのようにステップ状に受信パイロット信号間を補間す して、図19 (c) 中Aのようにステップ状に受信が H (1, kd) =H (1, kp) + (H (1, kp + 1 ロット組号缸を油缸する。また、(3)袋形油缸では、

[0017] すなわち、FIRフィルタを用いた福間が め、値ぬ形の補置方法として、ステップ補置、縁あ補配 **方式が標案されている(例えば文献(2): Jukka Rinn** e, "Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels", Dige 性能的に最も有効であるが、回路構成が複雑となるた st of ICCE, 1995, pp4-5) .

【0018】ステップ権間方式は、パイロット信号の伝 伝送路応答とするものであり、線形補間方式は、降合っ 送路応答日(1、kp)をそのまま左右のデータ信号の た2つのパイロット信号の伝送路応答11(1, kp)、

信号間のデータの伝送路応答を補間する方式である。例 袋形補間とステップ補間を比較した場合、袋形補間方式 の方がより細かい伝送路応答の推定が可能と考えられる 器、加算器が不要であり、回路規模は小さいという特徴 **えば、上記した例の場合、II(I. kp)とII(I. k** [発明が解決しようとする課題] 上記したように、0F n +12)の発を1/12倍する乗算器が必要となる。 が、ステップ油西方式は、線形油西方式に必要な乗算 [0018]

14 (1, kp 112)を用い、これら2つのパイロット

特国半11-163822

Page: 4

DMガポでは、パイロット信号を用いて伝送路応答を描 問し、受信データを推定伝送路応答で除算することで等 化を行う。いま、受信OFDM信号を周波数領域で算化 した後の信号のS/I H (signal to interference) を 次のように定義する。

[T X I

[0020]

型形OF DM電号の1ッンだり当たりのコネパネー

を受信OFDM信号の有効シンボル期間におけるn番目 リアの送信点と受信点とすると、S/1は以下の式で与 [0021] すなわち、NをドドTのボイント数、yn ハサンブル点、Xk 、xk をそれぞれk番目のサブキャ えられる。

[0022] [X 2] $= \frac{N \cdot \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2}{\sum_{k=1}^{N-1} |x_k - x_k|^2}$

延時間の遅延波に対しても伝送路応答を補間することが 准育電力も大きくなり、上記したS/Iが劣化するとい ルタを用いた場合、一般にはフィルタの帯域幅を最も広 いTu /4に設定しておけば、どのガード基語以内の選 [0023] 伝送路応答を推定するための補間方法とし 可能である。しかしながら、フィルタの格板幅が広いと て、FIRフィルタや11Rフィルタ等のデジタルフィ う課題があった。

デルとし、D/U=10dB、C/N=30dBを仮定 rリア数は1705本、有効シンボル長224μs、パ の補間方法として、ステップ補間と数形補助を用いた場 て、希望波 (D) と遅延波1 液 (II) を受信する2 波モ イロット信号としては、DVB-T仕様のCPとSPを **夜田し、吹行シンボルのパイロット信号のなか用いた油** 助する方式(方式1)と、受信シンボルとヨシンボル前 した。また、FFTサイズは2408ポイント、有効キ までのパイロット信号を用いて補償する方式 (方式2) 合のS/1を計算した結果を図2のに示す。条件とし

とっている。ガスコとした、白人里が能ん力線が装売差 【0025】凶20で、横幅に遅延波の位置をドドエボ イントの1ポイントを基準としたとり、緩慢に8/1を で、方式2として思力的で詳んだ数が数形描画の特性、 間の特性、自用角目で語んだ線がステップ補間の特性 即四角印で結んだ線がステップ補間の特性を示す。 こういた被引した。

[0026] 図20から明らかなように、方尺2の方が に述べたように、カポ2の方が細かい伝送路応答を推定 方式1よりも高い8/1比が得られている。これは、先 **ゲ油買を比較すると、株形油間の方がステップ油間より** 先に述べたように、禁形注語の方がステップ注語よりも (併号の取り込みの窓位置) がずれた場合についても8 と、図21に示すように、FFT回路での信号取り込み まう。この場合、サンブルタイミングが正確では、FF は、FFT窓が前方にずれることを意味し、ずれ位置が 【0028】凶22に計算結果を示す。 関軸にサンブル イベングがOSとお、行物シンボル芭蕉とドドーがが・ 丁窓が後方にずれ、ISI (inter symbol interferenc e)を生ずる。 - 方、サンプルタイミングが負債の場合 タイミングを、縦軸にS/1をとらたころ。 サンブルタ 致しており、S/1比が故も大きい。 サンブルタイミン グが正値の場合には、上述したように181が生ずるた することができるためである。 また、Q4形雑間とメデッ も高いS/1比が得られていることがわかる。これも、 【0021】次に、FFF回路でのサンブルタイミング の総位置(FFF総)が打物シンボル関節からずれてし **ノ1比の計算を行った。サンブルタイミングがずれる** ガード壁間公かあれば、等行路かの選択が直続かある。 細かい付送路応答を推定することができることによる。

[0024] 一方、伝送路応答を推定するための簡易形

これに対し、サンプルタイミングが自属の場合には、方 **パ2らは、株形落草か20キングルナれら8/1円の光** Pが生じないのに対し、ステップ権重では6dB近く特 世劣化することがわかった。また、方式1の場合は、線 あるのに対し、ステップ補間では174日近く特性劣化 **永连至い20キングを上れい3/1氏が61m2光行か** め、段形油間、ステップ補間とも急減に特性劣化する。 することがわかった。

初が特性上は優れていることが明らかとなったが、民生 路、東算路の不要(線形補間では、加算路上乗算路で数 【0029】以上のツミコアーツョン売込まり、禁売差 用のOF DNI用受信数関への適用を考えた場合、パイロ ット信号を用いた伝送路応答の補間方式としては、加算 **チゲートが必要である)なステップ注重方式が作利と考** たように後形満世ガスと比較して特性が十分ではないと えられる。しかしながら、ステップ補削方式は、上記し いう課題があった。

としてFIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場 合かも、雑音成分を専用して8/1を向上させることの できるOF DM用受け装置を提供することを第1の目的 とする。また、簡易形の補間方式として、回路規模を増 ードウェア規模を縮小することが可能なOF DNI用受信 [0030] 本発明は、上記の課題を解決し、補間方式 大させる乗算器が不要で、伝送鉛店客の推定に優れ、ハ 英国を提供することを第2の目的とする。

[0031]

【欺靼を解決するための手段】上記第1の月的を遠成す るために、本発明に係るOFDNI用受信装置は以下のよ うな構成とする。 [0032] (1) 版幅、原性が既知のパイロット信号 校信信号のガード単語式を執行するガード基語以對記手 が周波な軸上にほぼ等間隔で配置され、子の既知の複数 属のガード期間及のうちのいずれかのガード期間を行す **50FDM (Orthogonal Frequency Division Multiple** (三) 団交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共 と、この手段で復興されたパイロット信号を用いて追加 **公司信号から復載されたデータ信号の伝送路応答を補助** して周波数極上の等化を行う等化手段と、前記のFDNI 段と、この手段の判定結果に応じて近記等化手段の補助 こパイロット信号を復興する復興手段(ドドエ回路等) 帯域幅を変える帯域幅制御手段とを具備する。

ルタを使用し、前型ガード期間及判定手段で判定される 【0033】(2)(1)の構成において、重記等化率 資には、sinc図数形のインパルス応答を持つFIRウィ ガード期間及に応じて追記F T R フィルタの係数を切り **ぬえることで抽間帯域幅を可変制御する。**

Rフィルタの帯域幅を切り換え、領資政分を相圧する構 [0034] すなわち、上記権政では、補助方式として FIRフィルタやIIRフィルタなのデジタルツィルタ **か用いた場合は、夜日田号のガード亜国長に持じたドリ**

本発明に係るOF DM用受信装置は以下のような構成と [0035]また、上配第2の自的を造成するために、

[0036] (3) 板幅、位相が既知のパイロット信号 味のガード芸芸成のうちのいずれかのガード芸芸を右十 5 O F DM受供信号からデータ信号と虫にパイロット信 ロット信号を用いて前記受信信号から復興されたデータ し、第1及び第2の伝送路応答を用いて楔形補間演算法 たはステップ補間演算を行った結果を第3の伝送路応答 とし、少なくとも第3の伝送路応答を用いて周波数軸上 が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数 号を復聞とする復闘手段と、この手段で復聞されたパイ (7号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定 して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記 等化手段が、周波数幅上で隣あった第1及び第2のパイ ロットは号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答と で降合った第1及び第2のパイロット信号間の受信デー タ信号の伝送路応答を補助する。

[0037] (4) 仮幅、位相が既知のパイロット信号 とし、第1及び第3の伝送路応答を用いて線形補間演算 答とし、第2及び第3の伝送路応答を用いて線形補間資 が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数 様のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を右す ろOF DM受信信号からデータ信号と共にパイロット信 号を復聞とする復闘手段と、この手段で復職されたパイ (3号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定 して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記 等化手段が、周波数軸上で隣あった第1及び第2のパイ ロット付号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答と し、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演算法 たはステップ補間資算を行った結果を第3の伝送路応答 またはステップ補間資算を行った結果を第4の伝送路応 算またはステップ補助資算を行った結果を第5の伝送路 応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて 周波数軸上で降合った第1及び第2のパイロット信号間 ロット保号を用いて前配受信信号から復梱されたデータ の受信データ信号の伝送路応答を補助する。

に、近記等化手段は、椽形袖町資算まれはステップ袖間 [0039] すなわち、上記構成では、値易形の補間方 **六として、ハードウェア規模を小さくできるステップ補 富号を推定した上で、パイロット信号と補助信号を用い で受信データ信号の補助を行う。補助信号は、パイロッ** ト信号を加算する加算器と加算結果に係数を乗算する乗 シフト回路で構成することで、ハードウェア規模を縮小 **哲方式を基本とし、パイロット信号側に伝送路応答権題** 算器から構成されるが、2値デジタル信号で信号処理を 行う受債装置においては、乗算器を簡単な構成のピット [0038] (5) (3) または (4) の構成におい 資算における乗算の演算にピットシフト演算を用いる。

することが可能である。

0040

[発明の実施の形態] 以下、図面を都照して本発明の実 簡の形態を詳細に説明する。

ル信号に変換される。ここで得られた受信OFDM信号 供給され、受債パイロット債号と (1. kp) は除算器 [0041] 図1は本発明の第1の実施形態とするOF DM用受信装置の構成を示すプロック回路である。図1 (図示せず) でベースパンドに変換された受信のFDM れ、S/P(シリアル/パラレル) 宣散路12でパラレ Y (1, k) (いいか) は数値ツンボル番号、 k はサン 号) と受信パイロット信号V (1. kp) (ここで、k る。受信データ信号で(1, kd)は複楽除算器13に において、RF受信系及びAFC/タイミング再生系 **信号は、FFT回路11で周波数領域の信号に変換さ** kd)(ここで、kd はデータ信号のサブキャリア帝 D はパイロット(計号のサブキャリア番号) に分解され キャリア番号を装す)は、受信データ信号と(1. 1.4に供給される。

原と面じ複素版幅X (1. kp)を持つパイロット信号 が発生するもので、このパイロット信号は除算器14に 供給され、受信パイロット信号Y(1,kp) の除算に 供される。すなわち、パイロット信号は、既知の複楽版 p) /X (1. kp) を求めることができる。この伝送 路応答11(1、kp)は、シンボルフィルタ16により 【0042】─方、パイロット信号発生器15は、送信 梅X (I. kr)を持つため、パイロット信号発生器6 kp)を除算することで受債パイロット信号を伝送する サブキャリアの伝送路応答日(1, kp) = Y (1, k からのX(1, kp)で、受信パイロット信号と(1, 時世方向に平滑化された後、補廷回路 1.7 に供給され

長を判定するものである(文献(3)、野上、松川、墳 は、ガード及判定器18に供給される。このガード及判 定路18は、ガード期間及の相関信号によりガード期間 映材学技術, vol. 21, No. 60, pp7~12, 1997参照) 。 二 こではエェノ4, エェノ8, エェノ16, エェノ32の ガード期間及に応じた料定儲号を出力するものとする。 [0043] 一方、FFTを行う前の時間領域の信号 質、西村、" OF DM用伝送モード判定方式の検討" この判定信号は補間回路17に供給される。 [0044] この落置回路17は、対応応与に応じて推 域幅を切り換え可能な補間用フィルタを用いてシンボル の補間を行うもので、ここで得られた補間処理結果はさ れた受信データ信号V(1.kd)に対する伝送的応答 の複素除算器13は、受傷データ信号と(1, kd)を 補間回路 1 7 で得られた伝送路応答11 (1. kd) で徐 算することで、等化後のデータX (1, kd)を得るも フィルタ16からの半粒化伝液路応格11' (1. kp) H (1, kd) として複素除算器13に供給される。

【0045】上記補間回路17は、F1Rフィルタを用 【0046】この袖西回路17は、FIRフィルタ17 いて構成される。その一構成例を図2に示す。

ルタ171に与える係数列を変化させ、その帯域幅を切 1、アドレス発生器 | 7.2、RONI | 7 3より構成され 5. ROMITHER, FIRTANDITHERAS Tu/32のガード型間及に応じた係数値が格辞されて 80万、アドレス発生器172でガード及判定信号に応じ たアドレス信号を発生し、このアドレス信号でROMI 7.3に格納される係数値を指定することで、FIRフィ り換えることができる。

[0047] FIRフィルタ171は、例えば図3に示 実見でき (図3において、図19 (a) 上向--部分には ずように、図19 (a) に示したものと同じ回路構成で 何一符号を付して示す)、乗算器NTI ~NIn に人力され る保数値hr (n) ljhi(n)に応じて帯域幅を自 川に切り換えることができる。

- /32のときは、それぞれガード型面及に合わせてフ る。これにより、受信データ信号のガード期間長に合致 る。 戸接に、ガード型直及がエロ/8、Tn/16.T で、奥信信号のガード専門及がエニノ4であるときは、 FIRフィルタ171の帯域軸を帯域幅の1に改定す イルタの符岐幅を帯岐幅 82 、 83 、 81 と切り換え 【0048】図4に禁城幅切り換えの例を示す。ここ した伝送路応答を得ることができる。

【0049】したがって本英施形態の構成によれば、猫 前回路17にFIRフィルタ171を用いて、受信信号 後えることができるので、伝送路位券をガード型置長に 最適な帯域幅に設定することができ、これによって不要 のガード型語域に応じてドーRアイルタの推诿権を切り な難音成分を抑圧・除去することができる。

Rフィルタを用いるものとしたが、11Rフィルタ等の 【0050】尚、上記の校明では、確認回路17にF1 他のフィルタ構成であっても異鬼可能である。

DM用受信技能の構成をポナプロック回路である。図5 【0051】凶514本発明の第2の実幅形態とする0F において、図1と同一部分には同一符号を付して示し、 ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0052】本実施形態は、図1に示した第1の実施形 態の構成と比較して明らかなように、ガード長判定器1 9における受信信号のガード及の判定を5/P変換器1 この構成では、第1の実施形態よりもガード及の判定に 2の後の周波牧領域の信号により行う実施形態である。 時間がかかるが、DVB・T住様のTPS信号(文献

for television, soundand data services; Framing st ructure, channel coding nodulation for digital ter (1) : ERB/ETSI JTC : Digital Broadcasting system restrial television, ETS 300 744, Mar. 1996本原

【0053】凶6に第1、第2の実施状態の構成におけるシミュレーション発作を示す。シミュレーション条件は、ドドエミトシスチム(ドドエボイントで2048ボイント)で、布賀波(D)と単塩液(L)の2数の部のシャチベス広送路を仮定し、単塩液の単塩塩増加はドドエポイントで100ボイント(打効シンボル関間下』の約1/10に担当)とした。

[0054] 図6で、実験で示したものが受信に号のガード即即長に合わせて適問用フィルタの帯域電を切り数えるものであり、仮覧で示したものは、もっとも近い構成にフィルタの部域場を固定としたものである。本範明の非域範囲り後えが水を用いることで、最大1. 6.1BのS/「国上が得られることがあかった。

【0055】以下、簡易形の補間方式についての実施形態について脱密する。

100561四7日本後時の第3の実施形態とするOF DM用受信效阻の権政を示すプロック回路回である。本 実施形態は、「発明が解決しようとする課題」の所で述 べた、ガスコニ対応する実施形態である。前、図7にお いて、図1と同一部分にはは一年号を付して示し、ここでは我々も部分をせるに経典する。

(0058) ここで、夏信パイロット信号が(1.kp) は、NBの成分が(1.kp) … (1.kp) … (1.kp) … (1.kp) べんしい (1.kp) なの装施形価で選べたように、パイロット信号は、関知の複数原価で選べたように、パイロット信号は、関知の複数原属で

 $H(I,i) = (H(I,k_n) + H(I,k_{n+1}))/2$ [0062] ここで、上水の伝送器の等日 (1、kn) と日 (1、kn1) の加算は加算器212で実行し、1 /22の演算はビットシット回路213で行う。伝送器の容は2層デジタル信号でも照するため、1/2の演算には存むビットを除く以上低ビットをシットしてのあるいは1を付加する簡単なビットをファをデットしてのあるい。

【0063】次に、11(1・kn)、11(1・kn·1) 及び1(1・1)は薬量を限回路2!3に入力され、図 8に示したように、伝送路の等1(1・kn)、11

(1. kp)を持つため、除算器14において、パイロット街号発生器15からのX (1. kp)で受信パイロット旧号V (1. kp)を除算することで、受信パイロット旧号を伝送するサブキャリアの伝送的広答H (1. kp) = Y (1. kp) / X (1. kp)を求めること

【0060】 基哲回路21では、図8に示すように、通 波数塩上で係り合った受信パイロット原号のサブキャリ アドn、knilの部にそれぞれの伝送路応答用(1, k n)、H(1, knil)を用いて、伝送路応答がH

(1. i) の補助値号 i を生成する。次に、各位送粉店谷日 (1, kn l)、H (1, i) を、函数数単にで加いサブキャリア位置にある受信データ信号の伝送路店谷としてステップ補間し、出力する。ここでは、p = n、n + 1 のサブキャリア位置kn、kn l の法総路店谷日 (1, kn l) 前の補助について説明したが、p = 0 ···N - 1 のH (1, kn l) 前の補助について説明したが、p = 0 ···N - 1 のH (1, kn l) がちったり。で、係り合ったサブキャリア間の伝送路店湾についても)で、係り合ったサブキャリア間の伝送路店湾についても)で、原り合ったサブキャリア間の伝送路店湾についても)で、原り合ったサブキャリア間の伝送路店湾についても、同様の油間を行って補間信号を生成し、上記したステップ補間の後、伝送路店各日(1, kd l)を出力

【0061】次に補助回路21の一権成例を図りに示して、その権成及び創作を設明する。図りにおいて、補間回路21に入力された日(1, kp)は、そのN個の成分日(1, kp) 14、そのN個の成分日(1, kp) 14、本サ211に供給される。メモリ211からは、G波数単上で係り合った成分(例として日(1, kp)、H(1, kp1))が出力され、補間信号(の伝送路底答日(1, i)として、次式で与えられる伝送路に答を出力する。

[#3]

ここで、i=(kn+kn+l)/2) (1, kn!)、H (1, i) を、各サプキャリア kn、kn!、iに近い受信データ信号の伝送路応答と するステップ補間を行い、各受信データ信号の権定伝送 路応答日(1, kd)を出力する。

【0064】上配補的回路21で得られた伝送路応答は、H (1, kd) は投業除算器13に供給され、受信データ指号Y (1, kd) 4を除算することで、先の実施形態上回接に、X (1, kd) =Y (1, kd) /H (1, kd) を視路形態にお(1, kd) を付めことができる。尚、本実施形態においては、シンポルフィルタ20は補間回路21の前に荷いては、シンポルフィルタ20は補間回路21の前に荷

入したが、補間回路21の後に移入し、日(1. kd)を時間が同じ平治にする構成をとってもよい。 [0065] 図10は本発戦の第4の実施が着とするの [0065] 図10は本発戦の第4の実施が着とするの

[0065]図1014本発明の第4の実施形態とするのFDM用受值按照の構成を示すプロック回路図である。図10において、図7と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる的分を中心に設明する。

[0066]本実施形態は、「発明が解決しようとする 戦題」の所で述べた、方式2に対応する実施形態であ り、過波数軸上で砕接する受信パイロット信号の伝送的 応答を用いて、受信パイロット信号間に補同信号を生成 し、受信パイロット信号と補間信号を用いて受信データ 信号の伝送的応答を推定して等化することを特徴とす る。この構成によれば、気信パイロット信号のみを用い でステップ補間を行った場合に比較して特度の良い信益 路心答が可能となるため、鍵形補間を行った場合に近 い、等化後のS/1比の極れた良好な専に終すと得るこ とができる。また、補間信号の生成には、加算器及び間 単な構成のビットシット回路を用いるため、乗算器が必 要な線形補間に比べて、ハードウェア規模の総小を図る しいます。 | 0 0 6 7 | 図 1 0 1 0 において、シンボルフィルタ2 0 で 毎られた受信シンボル 1 の伍達路応答日 (1. kp.) は 葡萄回路 2 2 に供給されると共にメモリ 2 3 にも供給されて一時保持される。 すなわち、補酎回路 2 2 には、シ ンボルフィルタ 2 0 からの受信シンボル 1 の近遠路応答 日 (1. kp.) と共に、メモリ 2 3 に保存されているm シンボル尚までの受信メイロット信号の伝送路応答日 (1 - 1. kp.)、H (1 - 2. kp.)、H (1 - 3. kp.) が入力される。 【のの68】補西回路22では、超波数粒上で互いに降り合うmシンボル声までの変信パイロット信号の伝送路存養型に、整備がイロット信号と補間信号を担いて受信アータ信号の伝送路応答をステップ補間し、伝送路応答を推定する。以下、図18に示す信号伝送フォーシットを持つ改集DVBー工仕様を用いて本規能形成を成出する。

[0069] 従来の技術で述べたように、DVBーT仕様では、12本毎のkp=12p+3*(1mod4)、p=0, …, 142の周被数にパイロット信号が伝送されており、4シンボル後に同一のサブキャリア国被数となるように巡回的に配置されている(世し、1はOFDMシンボル時刻である)。したがって、4シンボル分の受信パイロット信号を保持しておけば、固該数額上で3サブキャリア毎に一本の受信パイロット信号が関す当でられ、3サブキャリアの伝送路応答の推定を行うことができる。

【0010】この場合、図10の構成にあっては、メモリ23より出力される伝送路応答のm=3と位り、補回图22に入力される受信パイロット信号の伝送路応答は受信シンポル1の伝送路応答 (1. kp.) 及び3ツ

ンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答日(1 - 1、kp)、H(1-2、kp)、H(1-3、 b。)とみえ 【0071】図11 (a) に、数はシンボル1で、数は

の仮送路応答11 (1 2, kn 1 6)、1シンボル直の 数位置における受信データ信号を、図1-1(1)に受信 ペイロット信号と補間信号の位置を示す。この場合、要 で与えられる。また、受信シンボル1の受信パイロット で与えられ、この間に3シンボル語の数量パイロット信 1)、H (1, kn 12)、H (1, kn +3) 卷, H 号の伝送路応答11(1:3,kn +3)、2シンボル前 の隣り合った受信がイロット信号を用いて、日(11、14 (1-3, kn (3), H (1-2, kn (6) 間位11 (1, kn) M(2) (1, kn + 10), II (1, k 2), Y (1, kn +3), ..., Y (1, kn +1+1) (1, kn +4), H (1, kn + 5), H (1, kn 併号の伝送路応答はH(1、kn)、H(1、kn4) +6) &. 11 (1 . 2. kn 1 6) . 11 (1 - 1. kn パイロット信号が周波牧権上でドニードロー 毎月の周波 **景談的の第11(1・1、kn 1 9)が保持されている。** [0072] 図10の差點回路22では、図11(1) +9) Mich (1, kn +7), II (1, kn +8), H (1. kn 19) & 11 (1-1, kn +9), 11 (オデータ(行号(はY (1. kn+1), Y (1. kn t n), H (1-3, kn +3) MCH (1, kn + ロナココ) を、それがれ 注意に応じてした 生成する。

[0073]上記補間回路22で生成された各任道路5 各は複素除算器13に供給され、受付シンボル1の受付 データ信号ン(1, kn 11)、N(1, kn 12)、 V(1, kn 13)、…、N(1, kn 11)の配達 略応発としての適間処理に除される。 [0074] 道、ここでは、受信シンボル1の受信がA

100741向、ここでは、交にアンボル1の交にバイロット信号のサブキャリア位因kのトkmi 間の遺稿的 応答について保険したが、実際には、kn~kn1のサブキャリアについて互いに係り合ったサブキャリア語に上記した議画信号を生成し、上記したメテップ語語の後、伝送路応募11(1、kn)を出力する。

3、1962年5月 次に、福田国路22の一種成何について、 【0075】次に、福田国路22の一種成何について、 因12を表現して配列する。この福田国路22に入力されるシンパルフィルク20からの11 (1. kp.) はイモリ221に低格され、当路4モリ221にNWの成分11 (1. k0) …11 (1. kn.) …14 (1. kn-1.) が項

次保券される。 { 0.0.7.6 | 同様に、メモリ23からの日(1 1.1. k p) 、日(1-2. kp) 、日(1-3. kp) もメモ リ22 | に収拾され、それぞれい国の成分日(1 1. k0+9) …日(1 1. kn +9) …日(1-1. k N-1+9)、日(1 2. k0+6) …日(1-2. k n +6) …目(1 2. kn +6)、日(1・3. k 0+3) …目(1 3. kn +3) …日(1・3. k

N-1 +3) が保持される。

[0077] XE 9221 N 514, 11 (1. kp), 11 (1 -1, kp +9), H (1 -2, kp 16), H (1-3, kp +3)の周波数権士に関わ合った成分 11 (1, kn + 1) -11 (1, kn + 2)

- ill (1. kn) 4H (1-3, kn +3) 1 /2, H (1, kn 13) -H (1+3, kn 13)

信データ信号の推定伝送路応答日(1. kd) (この)例 は、加算器222で加算された後、ピットシット回路2 23で1/2倍されて運動信号日(1, kn l-1)、日 (1. kn 12) が生成される。また、11 (1. kn 1 3) は、そのまま11 (1 - 3, kn 13) とする。これ |0078| ににん、高音を黒回路の24んは、高音点 kn 13) を図11 (a) にかす後信シンボル1の数倍 V(1. kn 13)の伝送路応答として割り当て、各受 デーツ(1号) (1, kn (1), y (1, kn +2), 511 (1, kn + 1), 11 (1, kn 1 2), 11 (1, 7245, II (1, kn), II (1-3, kn 13) らの諸語に写は諸語の風回路224に便給される。

tv, 11 (1, kn + t) …H (1, kn + t t) の伝送 【0079】同様の操作を、受信パイロット信号目(1 -3, kn +3),日(1-2, kn +6)間,日(1 -2. kn 4 6), H (1-1, kn +9) 間, H (1 路形な金油草上る。からに、吹信シンボルーのパイロッ ト信号のサブキャサアドロ ヘドソーで、互いに輝り合っ たサブキャリア間に上記と同様に補間信号を生成し、権 -1. kn 19)、11 (1. kn1) 重ねついても従 (1. kn +3) に制約 として出力する。 定伝送路応答11 (1, kd) を出力する。

[0080] 次に、補間回路22で得られた推定伝送路 応答目(1. kd)は複素除算器1.3に供給される。複 異原算器13にて、交信データ信号で(1. kd)を推 治療透路療験1 (1. kg) 心能算することで、特化さ 1125-9X (1, kd) -Y (1, kd) /11 (1, kil)を待ることができる。

い、周波な幅上で隣接する受信パイロット信号の伝送路 応答を用いて、委信パイロット信号側に補間信号を生成 【0081】図10に示す実施形態においては、夜信ツ ンボル以外のシンボルで伝送されたパイロット信号を用 し、政信とオロットにおり議事に取る用いた政信が一を 信号の伝道路応答を推定して等化することで、変信パイ ロットにおのなを用いたステップ発揮を行った場合に共 校して間度の良い伝送路応答が可能となる。

等化後の3/1比の優れた良好な等化特性を得ることが できる。また、補間信号の生成には、加算器及び前形な 構成のピットシフト回路を用いるため、乗算器が必要な **弥形補間に比べた、ハードウェア規模の第十を図ろしと** 【0082】このため、線形補重を行った場合に近い、

(1, kn), H (1-3, k0+3) 間の補助信号と (<u>気としてH</u>(1, kn)、H(1-3, kn+3)) が出力され、メモリ221以降のプロックにおいて、H して、次式で与えられる伝送路応答を演算する。

[0083] 図13 (a) に、第3及び第4の実施形態 S/I 比をシミュレーションで計算した結果を示す。図 13 (a) では、横軸に遅延改(妨害故)の位置をFF | をとっており、図20で示した領珠側のシミュレーシ で示した方式を用いた場合のマルチパス環境下における ョン結果の図と同一のシミュレーションパラメータをと ドポイントの1ポイントをNA却としてとり、微幅にS/

[0084] 同図において、方式1として、白丸印を結 ア海町の棒柱で、約3の玻璃形板のシミュアーション链 思丸印を結んだ線が線形補間の特性、原因角印を結んだ 袋がステップ補間の特性で、第4の実施形態のシミュレ んだ線が線形補間の特性、白四角目を結んだ線がステッ 果を自三角印で結んだ線で示す。また、方式2として、 一ション結果を馬三角印を結んだ線で示す。

の場合は11 (1, kn 1 t)、11 (1, kn 1 2)、11

ップ権間方式よりも8/1片の向上が得られており、第 [0086] 次に、図13 (b) に、第3及び第4の実 で計算した結果を示す。図13(b)では、横軸に遅延 波 (妨害波) の位置をドドエポイントの1ポイントを基 爭としてとり、凝奮にS/1をとっており、図22で示 【0085】第3及び第4の実施形態とも、通常のステ **歯形態で示した方式を用いた場合のFFT回路でのサン** ブルタイミングずれによる5/1 比をシミュレーション した従来例のシミュレーション結果の図と同一のシミュ 3及び第4の実施形態の効果を確認することができた。 レーションパラメータをとっている。

[0087] 同図において、方式1として、白丸印を結 **ノ茶苣の体柱で、約3の状焰形板のツミュアーション**統 肌丸印を結んだ線が線形補間の特性、原四角印を結んだ **んだ袋が袋形油間の特性、自固角目を結んだ袋がステッ** 袋がステップ福間の特柱で、筋4の玻璃形態のシミコレ 果を白三角印を結んだ線で示す。また、方式2として、 ーション結果を馬三角印を結んだ線で示す。

10088] 第3及び第4の実施形態とも、通常のステ F DM用受信数置として、その補間回路24の構成を示 3、4の実施形態と同一であるので、その構成及び動作 ップ福間方式よりもS/1比の向上が得られており、第 【OO89】図14は本発明の第5の実施形態とするO すものである。本実施形態は、補間回路以外の構成が第 3.及び第4の実施形態の効果を確認することができた。 については省略する。

ようとする禁題」の項で述べた、方式2に対応する実施 形態であり、全体のプロック図構成は図10に示した第 [0090] すなわち、本実施形態は、「発明が解決し

ト併号の伝送路応答日(1-3, kn +3)、2シンボ 前の伝送路応答11 (1-1, kn +9) が保持されてい 置図を、図15(b)に受信シンボルーで、受信パイロ ット信号が周波数軸上でkn ~knil 番目の周波数位置 タ供号Y (1, kn + 1) …Y (1, kn + 1 1) の配 1)で与えられ、この類に3シンボル油の疫信パイロッ ル語の伝送路内格H(1 – 2、kn + 6)、1シンボル 【0091】図12 (a) に受信シンポル1の受信デー [0092] この場合、受信シンボル1の受信パイロッ における受信パイロット併号と補間信号の位置を示す。 ト信号の伝送路応答はFI (1, kn)、FI (1, kn + 4の実施形態と同一である。

った受信パイロット信号を用いて、日(1. kn)、日 (1. kn)…[1 (1. kN·1) が頃次保持される。同 2. kp)、H(1-3, kp) もメモリ241に供給 され、それぞれい個の成分日 (1-1、k0+9)…日 (1-1, kn +9) ...H (1-1, kN-1+9), H [0093] 補間回路24では、図15(b)の降り合 [0094] 次に油煎回路24の一样成例についた、図 1.4を参照して説明する。この補間回路2.4に入力され (1-2, kN-1+6), H (1-3, k0+3) ...H (1-3, kn +3) ...H (1-3, kN-1+3) h/(k るシンボルフィルタ20からの日(1. kp) はメモリ 様に、メモリ23からのFI(1-1、kp)、FI(1-(1, kn+1) 断CH (1, kn + 10)、H (1, k ka + 4) , H (1, ka + 5) , H (1, ka + 6) 卷、H (1-2, kn +6)、H (1-1, kn +9) (1-2, k0+6) ...H (1-2, kn+6) ...H (1, kn +2), H (1, kn +3) &, H (1-3, kn +3), H (1-2, kn+6) MCH (1, (1-3, kn+3) 間に目(1, kn+1),日 間に日 (1, kn + 7)、日 (1, kn + 8)、日 (1, kn +9) &, H (1-1, kn +9), H 241に供給され、N個の成分日(1, k0)…日 n + 1 1)を、それぞれ補間信号として生成する。 5th 5.

[0095] ATU2412611, H (1, kp), H (1. ku)、H (1-3, k0+3) 重の海野信号と 3, kn +3) 1 /2+H (1-3, kn +3)] /2 (例として14 (1. kn)、14 (1-3. kn +3)) が出力され、メモリ241以降のブロックにおいて、口 (1-3, kp +3)の超波数軸上で降り合った成分 (1-1, kp +9), H (1-2, kp +6), H H (1, kn +1) = [{H (1, kn) + H (1-H (1, kn +2) = [1H (1, kn) +H (1-すなわち、日(1, kn), 日(1-3, kn +3) して、次式で与えられる伝送路応答を演算する。 3, kn +3) | /2+H (1, kn)] /2 Π (1, kn +3) = Π (1-3, kn +3)

る。これらの補間信号は補間処理回路248に供給され れ、アットシント回路246で1/2倍されて注意信号 || (1. kn + 1) が生成される。また、ピットシット 4.5で加算され、ピットシフト回路2.4.7で | /2倍さ は、加算器242で加算された後、ピットシフト回路2 43で1/2倍される。この後、ピットシフト回路24 回路243の出力と11 (1…3, kn ト3) が加算器2 私、II (1, kn +2) が出力される。また、II (1, kn +3) は、そのまま目 (1 -3, kn +3) とす 3の出力は、11 (1. kn) と加算器2 4 4 で加算さ

[0096] ここで、油西処理回路224では、油西店 の伝送路応答として割り当て、各受信データ信号の推定 号目(1. kn + 1)、11(1, kn + 2)、11(1. kn +3) を受信シンボルトの受信データ信号と(1. 伝送路応答日(1. kd)(この場合はH(1. kn) 1)、月(1, kn 12)、日(1, kn +3) 仁相 kn+1), Y (1, kn +2), Y (1, kn +3) 当) として用力する。

い、H (1, kn 11) …H (1, kn ト11) の伝送 路局権を抽動する。からに、政治シンボルーのパイロッ ト信号のサブキャリアより~トハーで、互いに繰り合っ たサブキャリア間に上記したと同様の確何により補助信 [0097] 阿核の磁作を、受信パイロット(1811 (1 -3, kn +3), II (1-2, kn +6) 間, II (1 - 2, kn 16), 11(1 1, kn 19) 賦, 11(1 -1. kn +9), 11 (1. kn/l) 声についても行 号套生成し、推定伝送路応答目(1. kd)を出力す 【0098】次に、補間回路24で得られた推定伝送路 応答11 (1.kd) は損素除算器13に供給される。換 表院師器13にて、交信ゲーク信号と(1. k.4.)を推 近伝送路応答11(11、k4)で保算することで、等化さ れたデータX (1, kd) -Y (1, kd) /II (1, kd)を得ることができる。

ンボル以外のシンボルで伝送されたパイロット信号を用 い、周波牧権上で降級する受信パイロット信号の伝送路 杉谷を用いて、東信パイロット信号間に油間信号を生成 ロット信号のみを用いて油間を行った場合に比較して精 【0099】図14に示す実施形態においては、受信シ し、数信パイロット信号と揺籃信号を用いた数信が一タ (18の伝送路応答を推定して停化することで、受信) 14 度の良い伝送路応答が可能となる。

等化後の8/1比の優れた良好な等化特性を得ることが できる。また、補間信号の生成には、加算器及び簡単な 構成のピットシット回路を用いるため、乗算器が必要な 祭形在前に兄くた。 シードウェア 規模の第十を図めいが 【0100】このため、禁汞落匿を行った確存行道で、

【0101】図16(a)に、第5の実施形態で示した

5代を用いた場合のシルチパス環境下における8/1比 **分シミュアーションが計算した結果を示す。図)6**

したおり、囚2017ぶした海状室のツェコアーツェン陸 味の図と同一のツミコアーションパヴィータをとらたい (a) で、横軸に躍延波(切害波)の位置をFFTボイ ントの1ポイントを基準としたとり、戦艦に8/1をと

[0102] 図16 (n) において、肌丸削を結んだ線 が採形補助の特性、期内角印を結んだ線がステップ補助 **ご辞礼で、第2の実協形態のツミコワーション辞味が眠** こ近い結果が得られ、第5の実施形態の効果を確認する - 1.何里を詫んだ様、第3の珠幡形飾のシミュワーション 辞味かけ 九里を称んだ祭 でよれ。 通称のステップ 落重力 **パよりも8/1 比の治力が許られており、13.7項形権**題 しとができた。

[0103] Xに、図16(b)に、第5の実施形態で **示した方式を用いた場合のFFT回路でのサンブルタイ** ミングずれによるS/1代をシミュレーションで計算し と結果を示す。図16 (b)で、情報に遅延波の位置を FFFボイントの1ボイントが基部としたとり、狭軸に S/Iをとしたおり、図22に示した流形面のシャコフ - ション結果の図と同一のシミュワーションパラメータ

の特性で、第50数極形態のシミュアーション結果を包 **丸生を詰んだ琴でボギ。国籍のスケップ選重方式よりも** S/1氏の何上が徐られており、ほば徐彦連門に追い辞 果が待られ、第5の実施形態の効果を確認することがで [0104] 図16 (b) において、加丸印を結んだ線 が執形連貫の特性、肌内角目を指んだ線がステップ連貫

[0105]

してFIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合 でも、維育政分を専用して8/1を向上させることので 式としてFIRツィルタを用いた場合は、受信信号のガ **一下芸匠状に持じたドIRフィルタの推覧建か与り抜え** 准育成分を抑圧することができる。よって、補助方式と [16時の効果] 以上述べたように、本苑明では、補間方 5 ことにより、ガード期間及に最適な結核塩を設定し、 きるOF DNI用受信装置を提供することができる。

【0106】また、信息形の落理が12として、回路規模 を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優れ ュットにおと注意ならを用いたステップ注意を行う。 種 を節算する節算器から構成されるが、除算器を簡単な構 我のピットシフト回路で構成することで、 ハードウェア た盗種ガパとして、ハードウェア規模を小さくできるス アップ補間方式を基本とし、パイロット信号間にしつわ **期信号は、パイロット信号を加算する加算路と加算結果** 5いは複数の伝送路応答補助信号を推定した上で、パイ **見校を縮小することが可能である。**

[0107]また、受信データの伝送路応答を推定する

ためのステップ補間を行う際に、パイロット信号だけで のサブキャリア数が減少する (含い換えわば、推定する 因波数粧板幅が小さくなる)ため、パイロット信号のみ を用いてステップ補間する場合と比較して、伝送路応答 はなく、補助信号も用いることで、1本のパイロット信 **号あるいは補間信号で伝送路応答を推定する受信データ // 推定特度を向上することができる。**

【0108】よって、簡易形の補間方式として、回路規 核を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優 れ、ハードウェア規模を縮小することが可能なOFDM **引受信装置を提供することができる。**

[図価の簡単な説明]

[図1] 本発明に係る第1の実施形態とするOFDM **11受信装置の構成を示すプロック回路図** [図2] 第1の実施形態に用いられる補配回路の一番 成例を示すプロック回路図。

[図3] 図2の補間回路に用いられるFIRフィルタ

り具体的な構成を示すプロック回路図。

|図4| 第1の実施形態の帯域幅切り換えの例を示す

フィミング図。

[図5] 本発明に係る第2の実施形態とするOFDM

用受信数置の構成を示すプロック回路図。

[図6] 第1、第2の実施形態の構成におけるシミュ

ワーション結果を示す特性図。

|図7| 本発明に係る第3の実施形態とするOFDM

B受信装置の構成を示すプロック回路図。

「図8」 約3の戦権形権に用いられる連盟回路の急作

を説明するためのタイミング図。

|図9| 第3の実施形像に用いられる油粒回路の一件 成例を示すプロック回路図。 [図10] 本発明に係る第4の実施形態とするOFD 4用受倍装置の構成を示すプロック回路図。 [図11] 第4の実施形態に用いられる補間回路の動

「図12】 第4の実施形像に用いられる油間回路の一 **圷を脱明するためのタイミング図。** A 成例を示すプロック回路図。

ルタイミングずれによるS/1 比をシミュレーションで [図13] 第3及び第4の実施形態で示した方式を用 **た場合の、マルチパス環境下におけるS/1 比をシミ** ュレーションで計算した結果と、FFT回路でのサンプ 計算した結果を示す特性図。

[図14] 本発明に係る第5の実施形態とするOFD 4用受贷数置に用いられる補間回路の構成を示すプロッ /回路図。

|図15| 第5の実施形態に用いられる補間回路の動 作を説明するためのタイミング図。 [図16] 第5の実施形態で示した方式を用いた場合 の、マルチパス環境下におけるS/1比をシミュレーシ ョンで計算した結果と、FFT回路でのサンプルタイミ ングずれによるS/1比をシミュレーションで計算した

【図17】 従来のパイロット信号を用いた周波放領域 需果を示す特性図。

こおける等化手法を税明するための図。

図18】 DVB-T仕様のサブキャリア伝送フォー マット構成を示す図。

16…シンポルフィルタ 17…補間回路 [図19] 従来のOFDM用受信装置に用いられる菌

- ロー・イイロット(1) 助為先路

出五小孩来你算器

器裁划…17日

171-FIR7149

| 7.2…アドレス能作器

1 7 3 ··· ROM

|図20| 従来の伝送的応答を推定するための前易形

間方式を説明するための図。

の補間方法として、ステップ補間と線形補間を用いた場

合のS/I計算結果を示す図。

[図21] 従来のOFDM用受信装置において、FF T回路でのサンプルタイミング (信号の散り込みの窓位)

18. 19…ガード最初記録

20…シンボルフィルク

21…補助回路 211-14-1 2 1 2…加算器

[図22] 従来のOFDM用受信装置において、FF

置)がずれた様子を示す図。

丁回路でのサンブルタイミング (信号の取り込みの窓位)

置)がずれた場合のS/I計算結果を示す図。

[符号の説明] A…保信所 B··受压器

213…アットツクト回路

2 2 … 桶期回路 221 ... x T. y 2.2.2…加算器

2 2 3 … アットツシト回路 224…補間処理回路

23…メモリ

2.4…油野回路

241.../モリ

242…加算器

D1 ~Dn …連延器 MI ~Min ···東算器

B 3 …推定回路 B1…アンテナ B 2…特化回路

2 4 3 … ビットシット回路

244, 245…加算器

246, 247…ビットシフト回路 248…補間処理回路

[] []

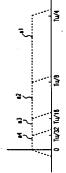
_ 図

12…S/Pg機器

11…下下丁回路 ADD…加算器

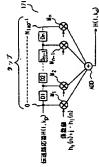
√ ×(1, 1, 1) ~ H (1, kg) ~ H(: & (A) (H(1, t_e)

区 4



IF (I, kp)-

(E 3)



Page: 14 特開平11-163822

[底|図]

[四]

特開平11-163822

Page: 13

[図[8]

[88]

12 Y(1,1)

[四]

pilot Y(1, kg)= Y(1, kg) ···Y(1, kg-1)

X(1.1kg)

星

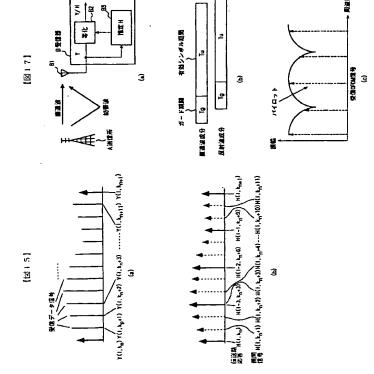
[6周]

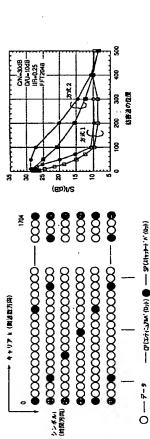
Ē

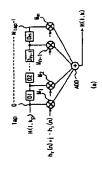
(c|-1,1,0),H(1-2,1,0),H(1-3,1,0)

(1.k_m+2)

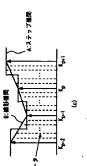
[図12]







(6 | 函)



提出日】平成11年2月4日 [手校補正費]

手続補正!

補正対象番節名】明細畫

権正対象項目名】特許請求の範囲

桶正方法】変更

(福正内容)

(特許請求の範囲)

[図20]

(四 8)

改数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数様の ガード期間及のうちのいずれかのガード期間を有する〇 |排水項1] 版幅、位相が低知のパイロット信号が周 F DM (Orthogonal Frequency Division Multiplex : 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共にパ イロット信号を復期する復闘手段と、

この手段で復構されたパイロット信号を用いて前記受債 個号から復爛されたデータ個号の伝送路応答を補助して 前配OFDM受信信号のガード期間及を判定するガード 周波数軸上の等化を行う等化手段と、

この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域軸 を変える帯域幅制御手段とを見聞したことを特徴とする OF DM用受信数图。 期間及判定手段と、

【類求項2】 前型等化手段には、sinc関数形のインパ

ルス応答を持つFIRフィルタを使用し、前記ガード期 変制御することを特徴とする胡米項ト項記載のOFDM 間及判定手段で対応されるガード期間及に応じて通過ド IRフィルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可

【類米頂3】 「積極、位性が開始のパイロット信号が周 波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数様の ガード期間及のうちのいずれかのガード期間を行するの FDM受信は号からデータ信号と共にペイロット信号を

この手段で復載されたパイロット信号を用いて前記受信 付号から復期されたデータ信号の伝送的応答を2値デジ タル併号として処理、推定して周波数輪上の等化を行う 役間とする役割手段と、

前記等化手段が、周波数軸上で降あった第1及び第2の パイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応 答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果 を1/2倍する演算を行った結果を用いて周波数軸上で 降合った第1及び第2のパイロット信号間の受信データ (1)号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM 等化手段とを見聞し、

最幅、位相が既知のパイロット信号が周 [加米币4]

ガード期間長のうちのいずれかのガード期間を作するO FDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を 複数植上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種の 収開とする復期手段と

この手段で復聞されたパイロット信号を用いて前記受俗 タル信号として他里、推定して周波数極上の等化を行う 言号から復興されたデータ信号の伝送路応答を2億デジ

等化手段とを見備し、

なとし、第1及び第2の伝送路形なを加算し、加算結果 前記等化手段が、周波数極上で隔あった第1及び第2の パイロット(1号の)伝送路応答を第1及び第2の伝送路応 を1/2倍する演算を行った結果を第3の伝送路応答と し、第1及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1 第2及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2 "2倍する演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、

【胡永慎 5】 前記等化手段は、加算結果を1/2倍す る演算にピットシフト演算を用いることを特徴とする語 AJff 3、 4Jff記載のOFDNI用受信装置。 なに決議。

号の伝送路応答を補助することを特徴とするOFDM用

笹する演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少な くとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数値上で降 合った第1及び第2のパイロット信号間の受信だータ信

の全てのパイロット信号を用いて補間処理を行うことを 等徴とする翻水頂1、3、4のいずれか記載のOFDM [指求項6] - 高温等化手段は、遠池パイロット信号の **制限の関が時間が同じ返回的にすれているとき、一部年**

|補正対象項目名] 0036 描正分象書班名】明細野

補正方法] 変更

[0036] (3) 版幅、原相が開知のパイロット(3号) 5周波数極上にほぼ等間隔で配置され、子の既知の複数 味のガード草町以のうちのいずれかのガード草町を作す ろOF DN受信信号からデータ信号と共にパイロット信 15の伝送路応答を2億デジタル信号として処理、権定 **号を復期とする復期手段と、この手段で復期されたパイ** ロット信号を用いて追記交信信号から復聞されたデータ 番上/4位]

して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記 ロット信号の伝送的応答を第1及び第2の伝送的応答と し、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1 /2倍する設算を行った結果を用いて周波数軸上で隣合 った第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号 等化手段が、周波数軸上で踏めった第1及び第2のパイ の伝送路応答を補助する。

[手紙補正3]

[福正対象項目名] 0037 [補正対象器類名] 明細器

[備正方法] 変更

【雑正内容】

して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記 5第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で降合っ [0037] (4) 版幅、位相が既知のパイロット信号 が固波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数 種のガード期間及のうちのいずれかのガード期間を有す るOF DM受債債号からデータ信号と共にパイロット信 ロット信号を用いて前配受信信号から収離されたデータ **信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定** ロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答と し、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1 第1及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2 **田する演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、第2** 及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍す る演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくと **号を復載とする復戯手段と、この手段で復戯されたパイ** 学化手段が、周波数軸上で降あった第1及び第2のパイ 1.2倍する演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、

迅速路応答を推断する。

た第1及び第2のパイロット借号間の受信データ信号の

| 中汽油出4]

[補正対象項目名] 0038 |補正対象数類名||明細数

|桶正方法| 変更

[神正内容]

て、前記等化手段は、加算結果を1/2倍する演算にピ [0038] (5) (3) または(4) の構成におい ットンフト演算を用いる。

ショントスーンの流か

(72) 轮明者 大久保 陆志

東京都港区赤坂5丁月2番8号 株式会社 次世代デジタルテレビジョン放送システム 研究所内

(72) 髡明者 野上 附志

取点都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社 **次世代デジタルテレビジョン放送システム** 研究所内

(72) 発明者 城杉 孝敏

式会社自立製作所マルチメディアシステム 种农川県横浜市戸原区吉田町292番地 株 用死本部户

lhis Page Blank (uspto)